

2

EXPRESS MAIL CERTIFICATE

Date _____ Label No. _____
I hereby certify that, on the date indicated above, this paper or fee was deposited with the U.S. Postal Service & that it was addressed for delivery to the U.S. Patent and Trademark Office, P.O. Box 2327, Arlington, VA 22202 by "Express Mail Post Office to Addressee" service.

PLEASE CHARGE ANY DEFICIENCY UP TO \$300.00 OR CREDIT ANY EXCESS IN THE FEES DUE WITH THIS DOCUMENT TO OUR DEPOSIT ACCOUNT NO. 04-0100

Name (Print)

Signature

Customer No.:



07278

PATENT TRADEMARK OFFICE

Docket No.: 3865/OK109

JC530 U.S. PTO
10/025119
12/19/01

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of: Ari HAMALAINEN

Serial No.: NOT YET ASSIGNED

Art Unit:

Confirmation No.:

Filed: CONCURRENTLY HEREWITH Examiner:

For: A METHOD FOR CHANNEL EQUALIZATION, A RECEIVER, A CHANNEL EQUALIZER, AND A WIRELESS COMMUNICATION DEVICE

CLAIM FOR PRIORITY

U.S. Patent and Trademark Office
P.O. Box 2327
Arlington, VA 22202

Sir:

EXPRESS MAIL CERTIFICATE

12/19/01 6276772014005

Date _____ Label No. _____
I hereby certify that, on the date indicated above, this paper or fee was deposited with the U.S. Postal Service & that it was addressed for delivery to the Assistant Commissioner for Patents, Washington, DC 20231 by "Express Mail Post Office to Addressee" service.

Name (Print)

Signature

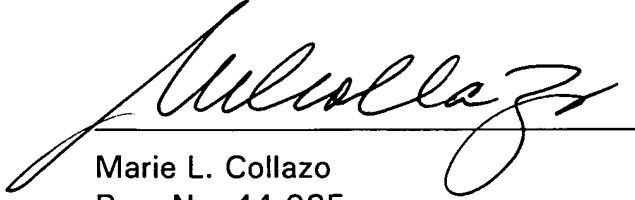
Applicant hereby claims priority under 35 U.S.C. Section 119 based on

FINLAND application No. 20002819 filed December 21, 2000.

A certified copy of the priority document is submitted herewith.

Respectfully submitted,

Dated: December 19, 2001



Marie L. Collazo
Reg. No. 44,085

DARBY & DARBY P.C.
805 Third Avenue
New York, New York 10022
212-527-7700

Docket No. 3865/OK109



**SUOMI
FINLAND**

Patentit, hyödyllisyysmallit, mallit ja tavaramerkit
Patent, nyttighetsmodeller, mönster och varumärken
Patents, Utility Models, Designs and Trade Marks
Patente, Gebrauchsmuster, Muster und Warenzeichen

SIIRTO

Täten vahvistetaan, että
oikeus

Suomessa seuraavaan

- ☒ keksintöön
- ☒ prioriteettiin
- ☒ patenttihakemukseen
- ☐ patenttiin
- ☐ hyödyllisyysmalli-
hakemukseen
- ☐ hyödyllisyysmalliin
- ☐ tavaramerkkihakemukseen
- ☐ tavaramerkkiin
- ☐ malliin

nimittäin

ÖVERLÅTELSE

Härmed bekräftas, att
rätten

för Finland till följande

- ☐ uppfinning
- ☐ prioritet
- ☐ patentansökan
- ☐ patent
- ☐ nyttighetsmodell-
ansökan
- ☐ nyttighetsmodell
- ☐ varumärkesansökan
- ☐ varumärke
- ☐ mönster

nämligen

ASSIGNMENT

Hereby it is confirmed that
the right

for Finland to the following

- ☐ invention
- ☐ priority
- ☐ patent application
- ☐ patent
- ☐ utility model
application
- ☐ utility model
- ☐ trademark application
- ☐ trademark
- ☐ design

namely

ÜBERTRAGUNG

Hiermit wird bestätigt, dass in
Finnland das Recht

an de folgende

- ☐ Erfindung
- ☐ Priorität
- ☐ Patentanmeldung
- ☐ Patent
- ☐ Gebrauchsmuster-
anmeldung
- ☐ Gebrauchsmuster
- ☐ Warenzeichenanmeldung
- ☐ Warenzeichen
- ☐ Geschmacksmuster

nämlich

**Menetelmä kanavakorjauksen suorittamiseksi, vastaanotin,
kanavakorjain ja langaton viestintälaite**

8 päivä syys kuuta 2000

on siirretty

den 20

har överlåtits på

on the 20

has been assigned to

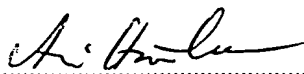
am 20

übertragen worden ist an

Nokia Mobile Phones Ltd:lle

Tampere, 8.9.2000

Paikka, päiväys ja allekirjoitus



Ort, datum och underskrift

Ari Hämläinen

Place, date and signature

Ort, Datum und Unterschrift

Helsinki 29.10.2001

JCS30 U.S. PRO
10/025119
12/19/01

ETUOIKEUSTODISTUS
PRIORITY DOCUMENT



CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

Hakija
Applicant

Nokia Mobile Phones Ltd
Espoo

Patenttihakemus nro
Patent application no

20002819

Tekemispäivä
Filing date

21.12.2000

Kansainvälinen luokka
International class


H04B

Keksinnön nimitys
Title of invention

"Menetelmä kanavakorjauksen suorittamiseksi, vastaanotin, kanavakorjain ja langaton viestintälaitte"

Täten todistetaan, että oheiset asiakirjat ovat tarkkoja jäljennöksiä patentti- ja rekisterihallitukselle alkuaan annetuista selityksestä, patenttivaatimuksista, tiivistelmästä ja piirustuksista.

This is to certify that the annexed documents are true copies of the description, claims, abstract and drawings originally filed with the Finnish Patent Office.


Pirjo Kaila
Tutkimussihteeri

Maksu 300,- mk
Fee 300,- FIM

Maksu perustuu kauppa- ja teollisuusministeriön antamaan asetukseen 1782/1995 Patentti- ja rekisterihallituksen maksullisista suoritteista muutoksineen.

The fee is based on the Decree with amendments of the Ministry of Trade and Industry No. 1782/1995 concerning the chargeable services of the National Board of Patents and Registration of Finland.

Osoite: Arkadiankatu 6 A Puhelin: 09 6939 500 Telefax: 09 6939 5328
P.O.Box 1160 Telephone: + 358 9 6939 500 Telefax: + 358 9 6939 5328
FIN-00101 Helsinki, FINLAND

1

Menetelmä kanavakorjauksen suorittamiseksi, vastaanotin, kanavakorjain ja langaton viestintälaitte

5 Nyt esillä oleva keksintö kohdistuu oheisen patenttivaatimuksen 1 johdanto-osassa esitettyyn menetelmään kanavakorjauksen suorittamiseksi. Keksintö kohdistuu lisäksi oheisen patenttivaatimuksen 5 johdanto-osassa esitettyyn vastaanottoimeen. Keksintö kohdistuu lisäksi oheisen patenttivaatimuksen 13 johdanto-osassa esitettyyn kanavakorjaimeen. Keksintö kohdistuu vielä oheisen patenttivaatimuksen 14
10 johdanto-osassa esitettyyn langattomaan viestintälaitteeseen.

Radiotiedonsiirrossa lähetettävä informaatio muunnetaan modulaatorissa suurtaajuiseksi radiosignaaliiksi, joka tiedonsiirtokanavan, eli radiotien, välityksellä johdetaan vastaanottoimeen. Vastaanottimessa
15 vastaanotetulle radiotaajuiselle signaalille suoritetaan demodulointi, jossa vastaanotettujen suurtaajuisien signaalien perusteella pyritään muodostamaan alkuperäistä informaatiota olennaisesti vastaava informaatio. Tällainen radiosignaaleihin perustuva tiedonsiirto on kuitenkin altis häiriöille, jotka voivat muodostua mm. muiden sähkölaitteiden aiheuttamista suurtaajuussignaaleista, tiedonsiirtokanavan olosuh-
20 teissa tapahtuvista muutoksista, radiosignaaleiden etenemiseen vaikuttavista esteistä, kuten rakennuksista, puista, maan pinnan vaihteluista jne. On kehitetty menetelmiä tällaisten häiriöiden vaikutusten pienentämiseksi. Järjestelmissä, joissa modulointimenetelmänä käy-
25 tään vaihesiirtoon perustuvaa modulointia MPSK (M-ary Phase Shift Keying), käytetään vastaanottimissa yleisesti kanavaestimaattoria ja kanavakorjainta, joiden avulla tiedonsiirtokanavan aiheuttamat muutokset signaalissa pyritään kompensoimaan. Kanavaestimaattorissa pyritään määrittämään radiosignaalin etenemiseen vaikuttavan tiedonsiir-
30 tokanavan siirtofunktio, jolloin kanavakorjaimessa voidaan suorittaa tämän määritetyn siirtofunktion perusteella korjaus vastaanotettuun signaaliin. Kanavakorjaimena voidaan käyttää mm. optimaalista suurimman todennäköisyyden sekvenssiekvälisaattoria (MLSE, Maximum Likelihood Sequence Equilizer) ja Viterbi-algoritmia. Tällaisella järjes-
35 telyllä tiedonsiirtokanavan vaikutuksia voidaan ainakin jossain määrin kompensoida. Ongelmana tällaisessa järjestelyssä on kuitenkin mm. se, että järjestelmän kompleksisuus kasvaa eksponentiaalisesti sitä

2

suuremmaksi, mitä enemmän kanavaestimaattorissa määritetään kanavan siirtofunktiosta ns. kanavatappeja. Toisaalta mitä enemmän kanavatappeja pystytään estimoimaan, sitä paremmin voidaan mm. monitie-etenemisestä aiheutuvat vääristymät vastaanotettuun signaalin 5 kompensoida. Kaavana järjestelmän kompleksisuutta voidaan kuvata M^H , missä H on esimoitujen kanavatappien lukumäärä ja M on modulaatioinnissa käytettävien eri vaihesiirtovaihtoehtojen lukumäärä.

10 Radiosignaalin heijastuessa esteistä, kuten rakennuksista, kasvillisuudesta, maan pinnan kohoumista jne, muodostuu ns. monitie-etene- mistä, jolloin sama signaali saapuu vastaanottimeen useita eri reittejä. Koska nämä eri signaalireitit voivat olla eri mittaisia ja ne ovat pidempiä kuin suoraan lähettimestä vastaanottimeen saapuneen signaalin kul- kema matka, saapuvat eri reittejä kulkevat signaalit eri aikaan vastaan- 15 ottimeen. Lisäksi tällainen monitie-edennyt signaali voi voimakkuudel- taan olla suurempi kuin suoraan edennyt signaali, joten eri reittejä vastaanottimeen saapuneita signaaleita ei voida erottaa toisistaan pel- kästään signaalinvoimakkuuden perusteella. Erityisesti mainitussa vaihemodulaatiossa monitie-eteneminen vaikuttaa merkittävässä 20 määrin vastaanottimen suorituskykyyn. Periaatteessa esimerkiksi neljätappisella estimoinnilla voidaan kompensoida neljää eriaikaisesti vastaanottimeen saapuvaa monitie-edennyttä signaalia. Tällöin kuiten- kin tunnetun tekniikan mukaiset vastaanottimet ovat erittäin monimut- kaisia verrattuna tilanteeseen, jossa käytetään esimerkiksi yksitappista 25 estimointia.

Tarkastellaan seuraavaksi lyhyesti binääri-informaation lähettämistä vaihesiirtoavainnusta käyttäen. Merkitään aikaindeksi $t = \tau + i\Delta\tau$, missä 30 $\Delta\tau$ on symbolien lähetysaikaväli. Symboli $S(B_i)$ merkitsee kolmea bittiä $B_i = [b_{i,1}, b_{i,2}, b_{i,3}]$ ajanhetkellä t ($b_{i,k} \in \{0,1\}$), kun käytetään 8PSK-modulaa- tiota. Symboligeneraattori voidaan tällöin esittää kaavalla

$$\begin{aligned} S(B) = & a^2(1-b_1)b_2b_3 + a^4(1-b_1)b_2(1-b_3) \\ & + a^6(1-b_1)(1-b_2)(1-b_3) + a^8(1-b_1)(1-b_2)b_3 \\ & + a^{10}b_1(1-b_2)b_3 + a^{12}b_1(1-b_2)(1-b_3) \\ & + a^{14}b_1b_2(1-b_3) + a^{16}b_1b_2b_3 \end{aligned} \quad (1)$$

missä $a = e^{j2\pi/16}$.

5 Symbolit lähetetään tiedonsiirtokanavaan. Vastaanottimessa vastaanotettava signaali ajanhetkellä t on

$$r_t = \sum_{s=0}^{H-1} \tilde{h}_s S(B_{t-s}) + n_t \quad (2)$$

10 missä \tilde{h}_s merkitsee H kanavatappeja ja n_t kuvaa kanavakohinaa, joka oletetaan Gaussin kohinaksi.

Optimaalinen kanavakorjain olisi sellainen, joka maksimoi uskottavuusfunktion. Jos oletetaan, että signaaliin sekoittunut kohina on Gaussin kohinaa ja kaikkien symbolien S todennäköisyys on yhtä suuri,
15 niin uskottavuusfunktion maksimointi vastaa funktion

$$f(B) = \sum_{t=0}^T \left\| r_t - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{t-s}) \right\|^2 \quad (3)$$

20 minimointia, missä $S(B)$ on bittejä B vastaava symboli, h_s ovat estimoidut kanavakertoimet ja r on vastaanotettu signaali. Ongelmana on siis löytää bitit B , kun on vastaanotettu r ja estimoitu h . Yllä olevassa $t+1$ on lähetettyjen symbolien lukumäärä, H on kanavatappien lukumäärä ja s on tappi-indeksi. Merkintöjen yksinkertaistamiseksi aikaindeksillä t merkitään arvoa $u+t\Delta u$, missä u on aika ja Δu on näytteenot-
25 toväli. Funktion f minimointi voidaan tehdä käyttämällä Viterbi-algoritmia. Ongelmana on kuitenkin, että Viterbi-algoritmin kompleksisuus kasvaa eksponentiaalisesti kanavatappien H lukumäärän funktiona, kuten edellä jo mainittiin. Toinen menetelmä on käyttää ensin korjainta (prefilter), jolla ensin pienennetään kanavatappien määrää esimerkiksi
30 kahteen ja tämän jälkeen Viterbi-algoritmillä suoritetaan uskottavuusfunktion maksimointi. Tässä menetelmässä on kuitenkin se epäkohta, että tulos riippuu mm. korjaimen hyvytydestä ja kanavan luonteesta. Eräs Viterbi-algoritmia soveltava menetelmä perustuu viivästetyn päätöstakaisinkytketyn sekvenssiestimaattorin (DDFSE, Delayed
35 Decision-Feedback Sequence Estimator) käyttämiseen. Tässä mene-

4

- telmässä Viterbi-algoritmia sovelletaan takaisinkytkentäsuodattimessa. Tällaisen sekvenssiestimaattorin suorituskykyyn vaikuttaa mm. trelliskoodauksessa käytetty tilojen lukumäärä. Jos tilojen lukumäärä on riittävän suuri, suorituskyky on lähellä optimia, mutta tällöin estimaattori on erittäin kompleksinen. Tällainen estimaattorissa toimii sitä paremmin, mitä pienempi vaihesiirto kanavassa on, jolloin estimaattorin yhteydessä tarvitaan suodatinta, jolla tätä vaihesiirtoa voidaan pienentää.
- 5
- 10 Nyt esillä olevan keksinnön eräänä tarkoituksena on aikaansaada parannettu menetelmä kanavakorjauksen suorittamiseksi sekä kanavakorjain. Keksinnön mukaisen menetelmän toteuttamiseksi on kehitetty iteratiivinen algoritmi, jolla funktio f pyritään minimoimaan. Täsmällisemmin ilmaistuna nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle menetelmälle on pääasiassa tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 1 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle vastaanottimelle on pääasiassa tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 5 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle kanavakorjaimelle on pääasiassa tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 13 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle langattomalle viestintälaitteelle on vielä pääasiassa tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 14 tunnusmerkkiosassa.
- 15
- 20
- 25 Nyt esillä olevalla keksinnöllä saavutetaan merkittäviä etuja tunnetun tekniikan mukaisiin ratkaisuihin verrattuna. Keksinnön mukaista menetelmää sovellettaessa kanavakorjaimen rakenne on yksinkertaisempi verrattuna tunnetun tekniikan mukaisiin ratkaisuihin kanavatappien lukumäärän kasvaessa. Keksinnön mukainen kanavakorjain voidaan myös toteuttaa integroituna piirinä, jolloin kanavakorjainta soveltavan laitteen kokoa voidaan pienentää ja valmistaminen on edullisempaa kuin tunnetun tekniikan mukaisia kanavakorjaimia soveltavien elektronikkalaitteiden valmistus. Yksinkertaisempi toteutus aikaansaa myös sen, että tehon kulutusta saadaan pienennettyä, mikä on erityisen edullista kannettavissa elektroniikkalaitteissa.
- 30
- 35

5

Keksintöä selostetaan seuraavassa tarkemmin viitaten samalla oheisiin piirustuksiin, joissa

- kuva 1 esittää erästä elektroniikkalaitetta, jonka yhteydessä keksinnön mukaista kanavakorjainta voidaan soveltaa,
- kuva 2a esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaista kanavakorjainta pelkistettynä lohkokaaaviona,
- kuva 2b esittää kuvan 2a mukaisessa kanavakorjaimessa käytettävää laskentalohkoa pelkistettynä lohkokaaaviona, ja
- kuva 3 esittää erityyppisillä kanavakorjaimilla saatujen simulointitulosten vertailua.

15

Seuraavassa keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän selostuksen yhteydessä käytetään esimerkkinä elektroniikkalaitteesta 1 langatonta viestintälaitetta, jossa on vastaanotin 2 sekä lähetin 3 radiotaajuista tiedonsiirtoa varten. Modulointimenetelmänä käytetään vaihesiirtoavainnusta MPSK, kuten 8PSK ($M=8$). Tällaisessa vaihesiirtoavainnuksessa on symbolien muodostamisessa käytettävissä kahdeksan eri vaihesiirtoarvoa, jolloin yhdellä symbolilla voidaan lähettää kolmen bitin informaatio (2^3). Yleisesti vaihesiirtoavainnuksessa kirjain M tarkoittaa kahden potenssia 2^N , missä N on suurempi kuin 0. Mm. GSM-EDGE -järjestelmään on esitetty tällaista 8 PSK moduloitua signaalia, mutta on selvää, että keksintöä voidaan soveltaa myös muiden vaihesiirtomodulointimenetelmien yhteydessä ja muiden tiedonsiirtojärjestelmien yhteydessä, jossa vaihesiirtomodulointia käytetään.

30

Vastaanotin 2 käsittää suurtaajuusosan 4, jossa vastaanotettu suurtaajuinen signaali muunnetaan joko välitaajuiseksi signaaliksi tai suoraan kantataajuudelle. Suurtaajuusosassa 4 muodostettu signaali muunnetaan digitaalseksi ottamalla siitä näytteitä analogia/digitaalimuuntimessa 5. Jatkokäsittelyvaiheita varten näitä näytteitä tallennetaan muistiin 10. Synkronointilohkossa 6 näytteiden perusteella suoritetaan vastaanottimen 2 synkronoituminen vastaanotettuun

35

6

signaaliin. Tässä voidaan hyödyntää ns. opetusjaksoja, joita lähetetään hyötyinformaation mukana vastaanottimeen 2. Tällainen opetusjakso ja sen sijainti suhteessa hyötyinformaatioon on tiedossa myös vastaanot-
timessa 2, joten vastaanotin voi vastaanotetusta signaalista etsiä esim.
5 korrelointimenetelmällä näitä opetusjaksoja. Synkronointilohkolla 6 voidaan myös ohjata analogia/digitaalimuuntimen 5 ajoitusta. Auto-
maattisella vahvistuksensäästölohkolla 8 voidaan suurtaajuusosan 4 vahvistusta säätää tarvittaessa, jolloin signaalin voimakkuuden vaihte-
lut voidaan ainakin jossakin määrin kompensoida. Vastaanotettu, digi-
10 toitu signaali välitetään kanavakorjaimelle 7, jossa suoritetaan vastaanotettuun signaaliin korjaustoimenpiteitä, joilla radiotien aiheut-
tamut muutokset signaalin etenemisessä pyritään kompensoimaan mahdollisimman hyvin. Kanavakorjain 7 käsittää myös kanavaesti-
maattorin 17 (kuva 2a), jolla pyritään estimoimaan tiedonsiirtokanavan
15 ominaisuuksia, eli selvittämään tiedonsiirtokanavan siirtofunktio. Tämän jälkeen kanavakorjattu signaali johdetaan dekodaimelle 9 de-
koodattavaksi. Dekodaimessa 9 pyritään vastaanotetusta signaalista selvittämään signaalissa lähetetty alkuperäinen informaatio, minkä jäl-
keen vastaanotettu informaatio johdetaan jatkokäsittelyvaiheisiin si-
20 nänsä tunnetusti.

Seuraavaksi suoritetaan keksinnön mukaisessa menetelmässä käytettävän laskenta-algoritmin matemaattinen tarkastelu. Tarkaste-
lussa on selvyiden vuoksi oletettu, että kyseessä on 8PSK-modulointi
25 (M=3), jolloin kolme bittiä määrittää symboliarvon, mutta seuraavassa esitettäviä periaatteita voidaan soveltaa myös muissa MPSK-koodauk-
sissa. Laskenta-algoritmin tarkoituksena on suorittaa kaavassa (3) esitetyn funktion $f(B)$ minimointi iteratiivisesti. Tarkastelun helpottami-
seksi lisätään kustannusfunktioon (3) kaksi termiä, jolloin saadaan
30 kustannusfunktio

$$f(B) = \frac{1}{2} \sum_{t=0}^T \left(\left\| r_t - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{t-s}) \right\|^2 - \sum_{s=0}^{H-1} \bar{h}_s h_s \bar{S}(B_{t-s}) S(B_{t-s}) + \sum_{k=1}^M \left(b_{t,k} - \frac{1}{2} \right)^2 \right) \quad (4)$$

missä merkintä \bar{x} merkitsee x :n kompleksikonjugaattia. Koska termit b
35 ovat binäärisiä, niillä on vakioarvo. Tällöin funktion (4) minimi vastaa

7

funktion (3) minimiä. Ottamalla derivaatta kaavan (4) mukaisesta $f(B)$:stä $b_{l,k}$:n suhteen ($l=t-s$), saadaan

$$\frac{\Delta f(B)}{\Delta b_{l,k}} = b_{l,k} - \frac{1}{2} + \sum_{i=l}^{l+H-1} \left(-re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \right\} + re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, i-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{i-q}) \right\} \right) \quad (5)$$

5

missä $re\{x\}$ merkitsee x :n reaali-osaa.

Käyttämällä nyt gradienttimenetelmää ja olettamalla, että b on joko 0 tai 1, saadaan

10

$$b_{l,k}(j+1) = g_h \left(b_{l,k}(j) - \alpha \frac{\Delta f(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \right) \quad (6)$$

missä j on iteraatiokierroksen numero ja $g_h(x)=1$, jos $x>0,5$, muulloin 0.

15 Asettamalla $\alpha=1$, saadaan päivityssääntö bitille $b_{l,k}$, ($k=1,2,3$, l on indeksi):

$$b_{l,k}(j+1) = f_h \left(\sum_{i=l}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, i-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{i-q}) \right\} \right) \quad (7)$$

20 missä $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, b_{l,3}]$ on kolme bittiä hetkellä $l = u + l\Delta u$, $S(B_l)$ on vastaava symboli, $S_k(B_l)$ on derivaatta k :n bitin suhteen, h merkitsee tiedonsiirtokanavaa, josta on estimoitu H kanavatappia (H -tie kanava), ja $f_h(x)$ on rajoitusfunktio (hard limit function), joka saa arvon 1, jos $x>0$, muuten 0. Yleisessä tapauksessa $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, \dots, b_{l,M}]$. Symbolit S

25 ovat kompleksilukuja ja $re\{\}$ tarkoittaa reaali-osan ottoa. Tämän funktion mukaisella päivityssäännöllä suoritettavan iteraatioaskeleen laskemiseksi voidaan valita se, kuinka pitkää signaalia tutkitaan. Esimerkiksi voidaan tutkia $5H$:n pituista jaksoa, eli $l=0, \dots, 5H-1$.

30 Kuvaus S määritellään, kuten kaavassa (1) on esitetty, siten, että

$$\begin{aligned}
 S(B_l) = & a^2(1-b_{l,1})b_{l,2}b_{l,3} + a^4(1-b_{l,1})b_{l,2}(1-b_{l,3}) \\
 & + a^6(1-b_{l,1})(1-b_{l,2})(1-b_{l,3}) + a^8(1-b_{l,1})(1-b_{l,2})b_{l,3} \\
 & + a^{10}b_{l,1}(1-b_{l,2})b_{l,3} + a^{12}b_{l,1}(1-b_{l,2})(1-b_{l,3}) \\
 & + a^{14}b_{l,1}b_{l,2}(1-b_{l,3}) + a^{16}b_{l,1}b_{l,2}b_{l,3}
 \end{aligned} \quad (8)$$

missä $a = \exp(i2\pi/16)$. Bittien arvot alustetaan esimerkiksi satunnaisesti. Koska kyseessä on binäärinen optimointi, voi menetelmä juuttua lokaaliin minimiin. Tätä voidaan kuitenkin ehkäistä lisäämällä iteraatioon kohinaa, jonka varianssi pienenee konvergenssin aikana. Lisäksi voidaan käyttää useampia alustuksia.

Keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen kanavakorjaimen 7 rakennetta on esitetty oheisessa kuvassa 2a. Toiminnan aluksi asetetaan tilat $b_{l,k}$ esimerkiksi satunnaisesti. Kanavakorjaimeen 7 johdetaan näytteistetty signaali r , jota viivästetään viivelinjan viivelohkoissa 15a—15d. Lisäksi signaalista estimoidaan kanavakertoimet kanavaestimaattorissa 17, joka muodostaa vektorin h . Sen jälkeen kun tarvittava määrä (tässä esimerkissä 5H kpl) näytteitä on johdettu kanavakorjaimeen 7, aloitetaan iterointivaihe. Tällöin vektorin h arvot sekä näytteistetystä signaalista r viivelohkoissa 15a—15d viivästetyt näytearvot syötetään laskentayksiköihin 16a—16e, joista yksi on kuvattu yksityiskohtaisemmin kuvassa 2b. Laskentayksikköön johdetaan syötteenä lisäksi viereisten laskentayksiköiden bittipäätökset B , joiden arvona ensimmäisellä iterointikerralla on alustusvaiheessa määritetyt arvot.

Laskentayksiköiden 16a—16e sisällä on termiä M vastaava määrä iterointilohkoja, tässä esimerkissä siis kolme iterointilohkoa 18a, 18b, 18c, joista jokainen toteuttaa edellä esitetyn kaavan (7) mukaisen iteraatioaskeleen, lukuunottamatta rajoitusfunktioita f_h , eli

$$\tilde{b}_{l,k}(j+1) = \sum_{i=1}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-1} \frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{i-1} \frac{\Delta \bar{S}(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, q \neq j}^{H-1} h_q S(B_{l-q}) \right\} + AWGN \quad (9)$$

missä $k=1,2,3$ ja AWGN merkitsee Gaussin kohinaa. Rajoitusfunktio toteutetaan rajoituslohkojen 19a, 19b, 19c avulla. Kuvan 2b merkinnoissa \sim -merkki symbolin päällä tarkoittaa päätösarvoa ennen rajoitus-

9

- funktion suorittamista. Iterointilohkot 18a, 18b, 18c on kytketty toisiinsa siten, että niiden muodostama ulostulo johdetaan muihin saman laskentayksikön 16a—16e iterointilohkoihin 18a, 18b, 18c edullisesti rajoituslohkojen 19a, 19b, 19c kautta, mutta ei saman iterointilohkon sisäänmenoon, eli takaisinkytkentää ei iterointilohkoissa 18a—18c ole.
- 5 Lohko n muodostaa satunnaiskohinaa, joka tarvittaessa syötetään laskentayksikön iterointilohkoihin 18a, 18b, 18c. Lisätyn kohinan varianssin tulee sopivimmin pienentyä stabiloitumisvaiheen aikana. Lisäksi laskentalohkon kaikkien kolmen rajoituslohkon 19a, 19b, 19c
- 10 ulostulo syötetään edullisesti ainakin yhteen, sopivimmin viereiseen laskentayksikköön 16a—16e. Se, kuinka moneen laskentayksikköön 16a—16e ulostulo viedään, riippuu kanavatappien määrästä. Sen jälkeen kun laskentalohkot 16a—16e ovat suorittaneet yhden iteraatio-
- 15 askeleen bitin arvon laskennan, suoritetaan rajoitusfunktion f_h laskenta rajoituslohkossa 19, 19b, 19c, jotka muodostavat laskentalohkojen bittipäätökset B kyseisellä iteraatiokierroksella. Tämän jälkeen tutkitaan, esimerkiksi ohjauslohkossa 11, onko kanavakorjaimen 7 tila stabiloitu-
- 20 nut, vai vieläkö on tarve toistaa bittipäätösten laskentaa. Jos havaitaan, että tila ei vielä ole riittävän stabiili, suoritetaan uusi iteraatiolaskentakierros, jossa bittipäätöksinä B käytetään nyt edellisellä iteraatiokierroksella muodostettuja bittipäätöksiä. Stabiloitumista voidaan tutkia esimerkiksi vertaamalla edellisen iteraatiokierroksen bittipäätöksiä vi-
- 25 meisimmän iteraatiokierroksen bittipäätöksiin, jolloin mikäli bittipäätökset ovat pysyneet samana, voidaan päätellä kanavakorjaimen 7 stabiloituneen.
- Sen jälkeen kun kanavakorjain on stabiloitunut, voidaan kanavakorjaimen rajoituslohkoista saada kanavakorjattu binäärisignaali jatkokäsittelyä varten. Kunkin rajoituslohkon ulostulossa on tällöin bittipäätös B_i ,
- 30 joka on vektori, joka sisältää symbolia r_i vastaavat, kanavakorjatut binääriarvot.
- Laskentayksiköistä 16a—16e voidaan ottaa myös ns. pehmeät päätökset \hat{B}_0 käyttämällä aktivaatiofunktiota f_a , joka voi olla esimerkiksi
- 35 sigmoidi funktio. Pehmeistä päätöksistä on etua bittien dekoodauksessa.

5 Kuvissa 2a ja 2b esitetty kanavakorjain 7 voidaan pääosin toteuttaa ohjelmallisesti esimerkiksi digitaalisessa signaalinkäsittely-yksikössä (DSP, Digital Signal Processor), joka voi olla esim. osana ohjauslohkoa 11. Lisäksi kanavakorjaimen 7 toiminnassa tarvitaan muistia, johon iteraatiokierröksillä muodostettuja bittipäätöksiä tallennetaan. Kanavakorjain 7 voidaan toteuttaa myös integroituna piirinä.

10 Kuvassa 3 on esitetty vielä simulointituloksia, joissa on verrattu keksinnön edullisen suorituskyvyn mukaista menetelmää tunnetun tekniikan mukaisiin menetelmiin. Keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaista menetelmää on testattu kiinteällä kompleksisella 4-tie kanavalla. Kanavakerroin h on estimoitu 100 bitin opetusjonosta. Vastavasta jonosta on estimoitu myös erään tunnetun tekniikan mukaisen
15 kanavakorjaimen, viivästetyn päätöstakaisinkytketyn sekvenssiestimaattorin (DDFSE), parametrit. Iteraatioissa on lisätty kohinaa. Tulos osoittaa, että tässä testissä uusi menetelmä (käyrä A) on selvästi parempi, kuin vertailumenetelmä (käyrä B). Iteraatiomäärä oli 50. Katkoviiva (käyrä C) on tulos, joka on saatu keksinnön mukaisella
20 menetelmällä alustamalla bittiarvot b oikeilla arvoilla, jättämällä lisätty kohina pois ja antamalla korjaimen stabiloitua. Tämä on hyvin lähellä Viterbi-algoritmin suorituskykyä.

25 On selvää, että nyt esillä olevaa keksintöä ei ole rajoitettu ainoastaan edellä esitettyihin suoritusmuotoihin, vaan sitä voidaan muunnella oheisten patenttivaatimusten puitteissa.

Patenttivaatimukset:

1. Menetelmä kanavakorjauksen suorittamiseksi vastaanottimessa (2), jossa tiedonsiirtokanavasta vastaanotetaan signaalia, joka käsittää
5 binääri-informaatiosta vaihesiirtoavainnuksella muodostettuja symboleita ($S(B_i)$), suoritetaan kanavaestimointi tiedonsiirtokanavan ominaisuuksien arvioimiseksi, ja otetaan näytteitä vastaanotetusta signaalista väliajoin, **tunnettu** siitä, että menetelmässä tutkitaan kulloinkin määrätty määrä näytteitä, suoritetaan päättelyvaihe, jossa lähetettyjen symbolien ($S(B_i)$) selvittämiseksi lasketaan mainittujen määrätyn määrän näytteitä perusteella bittipäätökset (B), ja kunkin päättelyvaiheen jälkeen tutkitaan, toistetaanko mainittu päättelyvaihe, jolloin toistettaessa mainittua päättelyvaihetta käytetään bittipäätösten laskennassa kulloinkin tutkittavana olevien näytteiden lisäksi ainakin osaa edellisen
15 päättelyvaiheen bittipäätöksistä.

2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että mainitun päättelyvaiheen suorittamiseksi määritetään kustannusfunktio

$$f(B) = \frac{1}{2} \sum_{t=0}^T \left(\left\| r_t - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{t-s}) \right\|^2 - \sum_{s=0}^{H-1} \bar{h}_s h_s \bar{S}(B_{t-s}) S(B_{t-s}) + \sum_{k=1}^M \left(b_{t,k} - \frac{1}{2} \right)^2 \right),$$

missä $S(B)$ on bittejä B vastaava symboli, h_s ovat estimoidut kanavakertoimet ja r on vastaanotettu signaali, joka on näytteistetty, ja että mainitulle kustannusfunktiolle ($f(B)$) suoritetaan minimointi.

3. Patenttivaatimuksen 2 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä mainitun kustannusfunktion minimoimiseksi mainittua päättelyvaihetta toistetaan, ja jossa käytetään päivityssääntöä

$$b_{l,k}(j+1) = f_h \left(\sum_{i=1}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{i-q}) \right\} \right),$$

missä $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, \dots, b_{l,M}]$ on M bittiä hetkellä $l = u + l\Delta u$, $S(B_i)$ on vastaava symboli, $\frac{\Delta S(B_i)}{\Delta b_{l,k}}$ on derivaatta k:n bitin suhteen, h merkitsee tiedonsiirtokanavaa, josta on estimoitu H kanavatappia, ja $f_h(x)$ on rajoitusfunktio, joka saa arvon 1, jos $x > 0$, muuten 0.

4. Patenttivaatimuksen 1, 2 tai 3 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että päivityssäännössä lisätään kohinaa ennen mainitun päättelyvaiheen suorittamista.

5

5. Vastaanotin, joka käsittää

- välineet (4) signaalin vastaanottamiseksi tiedonsiirtokanavasta, joka signaali käsittää binääri-informaatiosta vaihesiirtoavainnuk-sella muodostettuja symboleita ($S(B_i)$),

10 - kanavaestimaattorin (17) tiedonsiirtokanavan ominaisuuksien arvi-oimiseksi,

- kanavakorjaimen (7), ja

- välineet (5, 15a—15d) näytteiden ottamiseksi vastaanotetusta signaalista väliajoin,

15 **tunnettu** siitä, että kanavakorjain (7) käsittää välineet (16a—16e) kulloinkin määrätyn määrän näytteitä tutkimiseksi, päättelyväli-neet (18a—18c) bittipäätösten (B) laskemiseksi mainittujen määrätyn määrän näytteitä perusteella lähetettyjen symbolien ($S(B_i)$) selvittä-mistä varten, ja tutkimisvälineet (11) bittipäätösten (B) laskemisen
20 toistotarpeen arvioimiseksi, jolloin toistettaessa mainittua bittipäätösten (B) laskentaa on järjestetty käytettäväksi kulloinkin tutkittavana olevien näytteiden lisäksi ainakin osaa edellisen päättelyvaiheen bittipäätök-sistä.

25 6. Patenttivaatimuksen 5 mukainen vastaanotin, **tunnettu** siitä, että mainitun bittipäätösten (B) laskemisen suorittamiseksi vastaanotin käsittää välineet (16a—16e) minimoinnin suorittamiseksi kustannus-funktiolle

$$f(B) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^T \left(\left\| r_i - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{i-s}) \right\|^2 - \sum_{s=0}^{H-1} \bar{h}_s h_s \bar{S}(B_{i-s}) S(B_{i-s}) + \sum_{k=1}^M \left(b_{i,k} - \frac{1}{2} \right)^2 \right),$$

30

missä $S(B)$ on bittejä B vastaava symboli, h_s ovat estimoidut kanava-kertoimet ja r on vastaanotettu signaali, joka on näytteistetty.

35 7. Patenttivaatimuksen 6 mukainen vastaanotin, **tunnettu** siitä, että päättelyvälineet käsittävät välineet (18a—18c) päivityssäännön

13

$$b_{l,k}(j+1) = f_h \left(\sum_{i=1}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{l-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, l-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{l-q}) \right\} \right)$$

laskemiseksi,

- missä $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, \dots, b_{l,M}]$ on M bittiä hetkellä $l = u + l\Delta u$, $S(B_l)$ on
5 vastaava symboli, $\frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}}$ on derivaatta k:n bitin suhteen, h merkitsee
tiedonsiirtokanavaa, josta on estimoitu H kanavatappia, ja $f_h(x)$ on
rajoitusfunktio, joka saa arvon 1, jos $x > 0$, muuten 0.

8. Patenttivaatimuksen 7 mukainen vastaanotin, **tunnettu** siitä, että
10 se käsittää laskentayksiköitä (16a—16e), joista kukin on järjestetty
määrittämään yksi symboliarvo mainittujen määrätyn määrän näytteitä
perusteella, että kunkin laskentayksikön (16a—16e) lähtö on kytketty
ainakin yhden toisen laskentayksikön (16a—16e) sisäänmenoon
laskentayksiköiden (16a—16e) määrittämien symboliarvojen käyttämi-
15 seksi seuraavassa bittipäätöksen laskemisessa.

9. Patenttivaatimuksen 8 mukainen vastaanotin, **tunnettu** siitä, että
kukin laskentayksikkö (16a—16e) käsittää yhtä monta iterointilohkoa
(18a, 18b, 18c) kuin modulaatiossa muodostettujen symbolien bitti-
20 määrä.

10. Jonkin patenttivaatimuksen 5—8 mukainen vastaanotin, **tunnettu**
siitä, että välineet kulloinkin määrätyn määrän näytteitä tutkimiseksi
käsittävät viivelinjan (15a—15d), jossa viiveiden lukumäärä on yhtä
25 pienempi kuin mainituista määrätystä määrästä näytteitä määritettävien
symbolien ($S(B_l)$) lukumäärä.

11. Jonkin patenttivaatimuksen 5—10 mukainen vastaanotin, **tunnettu**
siitä, että se käsittää välineet (n) kohinan lisäämiseksi päivitys-
30 säännössä ennen mainittujen bittipäätösten laskemista.

12. Jonkin patenttivaatimuksen 5—11 mukainen vastaanotin, **tunnettu**
siitä, että se käsittää välineet (11) alkuarvon asettamiseksi biteille
ennen mainittujen bittipäätösten laskemista.

13. Kanavakorjain (7), joka käsittää välineet (5, 15a—15d) näytteiden ottamiseksi tiedonsiirtokanavasta vastaanotetusta signaalista väliajoin, joka vastaanotettu signaali käsittää binääri-informaatiosta vaihesiirtoavainnuksella muodostettuja symboleita ($S(B_i)$), ja jolle vastaanotetulle signaalille on suoritettu kanavaestimointi tiedonsiirtokanavan ominaisuuksien arvioimiseksi, **tunnettu** siitä, että kanavakorjain käsittää välineet (16a—16e) kulloinkin määrätyn määrän näytteitä tutkimiseksi, päättelyvälineet (18a—18c) bittipäätösten (B) laskemiseksi mainittujen määrätyn määrän näytteitä perusteella lähetettyjen symbolien ($S(B_i)$) selvittämistä varten, ja tutkimisvälineet (11) bittipäätösten (B) laskemisen toistotarpeen arvioimiseksi, jolloin toistettaessa mainittua bittipäätösten (B) laskentaa on järjestetty käytettäväksi kulloinkin tutkittavana olevien näytteiden lisäksi ainakin osaa edellisen päättelyvaiheen bittipäätöksistä.

14. Langaton viestintälaite, joka käsittää

- välineet (4) signaalin vastaanottamiseksi tiedonsiirtokanavasta, joka signaali käsittää binääri-informaatiosta vaihesiirtoavainnuksella muodostettuja symboleita ($S(B_i)$),
- kanavaestimaattorin (17) tiedonsiirtokanavan ominaisuuksien arvioimiseksi,
- kanavakorjaimen (7), ja
- välineet (5, 15a—15d) näytteiden ottamiseksi vastaanotetusta signaalista väliajoin,

tunnettu siitä, että kanavakorjain (7) käsittää välineet (16a—16e) kulloinkin määrätyn määrän näytteitä tutkimiseksi, päättelyvälineet (18a—18c) bittipäätösten (B) laskemiseksi mainittujen määrätyn määrän näytteitä perusteella lähetettyjen symbolien ($S(B_i)$) selvittämistä varten, ja tutkimisvälineet (11) bittipäätösten (B) laskemisen toistotarpeen arvioimiseksi, jolloin toistettaessa mainittua bittipäätösten (B) laskentaa on järjestetty käytettäväksi kulloinkin tutkittavana olevien näytteiden lisäksi ainakin osaa edellisen päättelyvaiheen bittipäätöksistä.

(57) Tiivistelmä:

Keksintö kohdistuu menetelmään kanavakorjauksen suorittamiseksi vastaanottimessa (2), jossa tiedonsiirto-kanavasta vastaanotetaan signaalia, joka käsittää binääri-informaatiosta vaihesiirtoavainnuksella muodostettuja symboleita ($S(B_i)$). Vastaanottimessa suoritetaan kanavaestimointi tiedonsiirtokanavan ominaisuuksien arvioimiseksi, ja otetaan näytteitä vastaanotetusta signaalista väliajoin. Menetelmässä tutkitaan kulloinkin määrätty määrä näytteitä ja suoritetaan päättelyvaihe, jossa lähetettyjen symbolien ($S(B_i)$) selvittämiseksi lasketaan mainittujen määrätyn määrän näytteitä perusteella bittipäätökset (B). Kunkin päättelyvaiheen jälkeen tutkitaan, toistetaanko mainittu päättelyvaihe. Toistettaessa mainittua päättelyvaihetta käytetään bittipäätösten laskennassa kulloinkin tutkittavana olevien näytteiden lisäksi ainakin osaa edellisen päättelyvaiheen bittipäätöksistä.

Fig. 2a

64

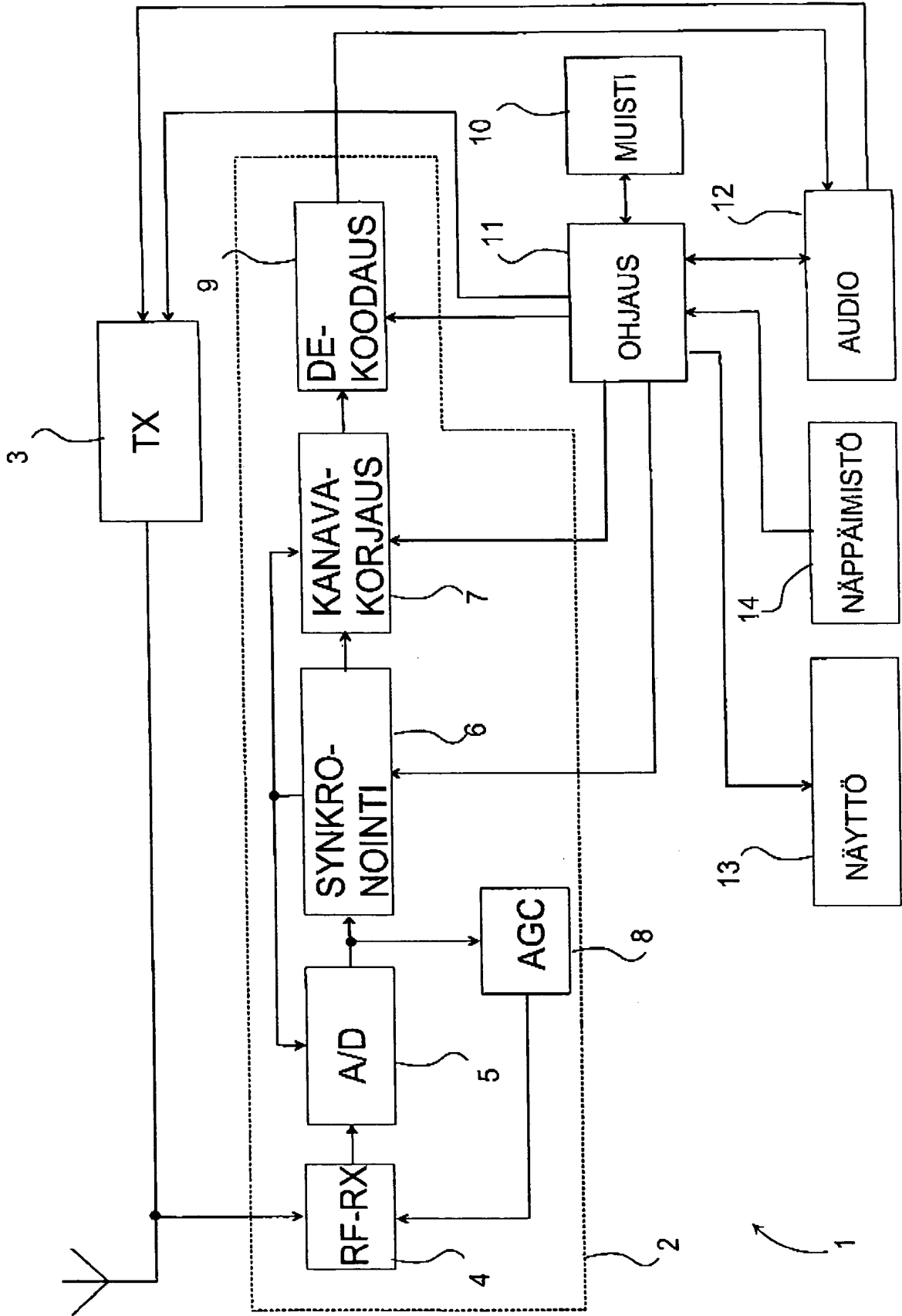
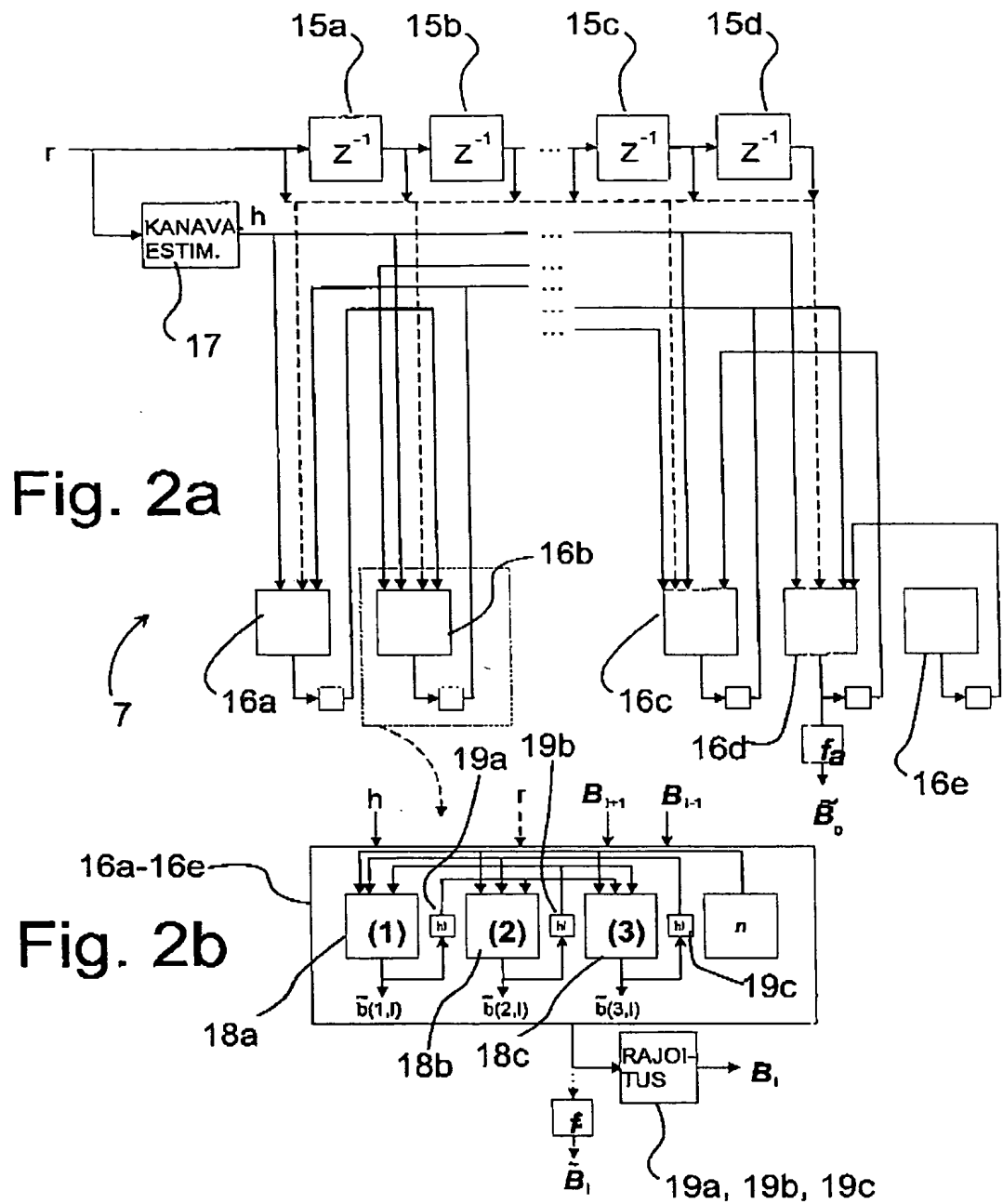


Fig. 1



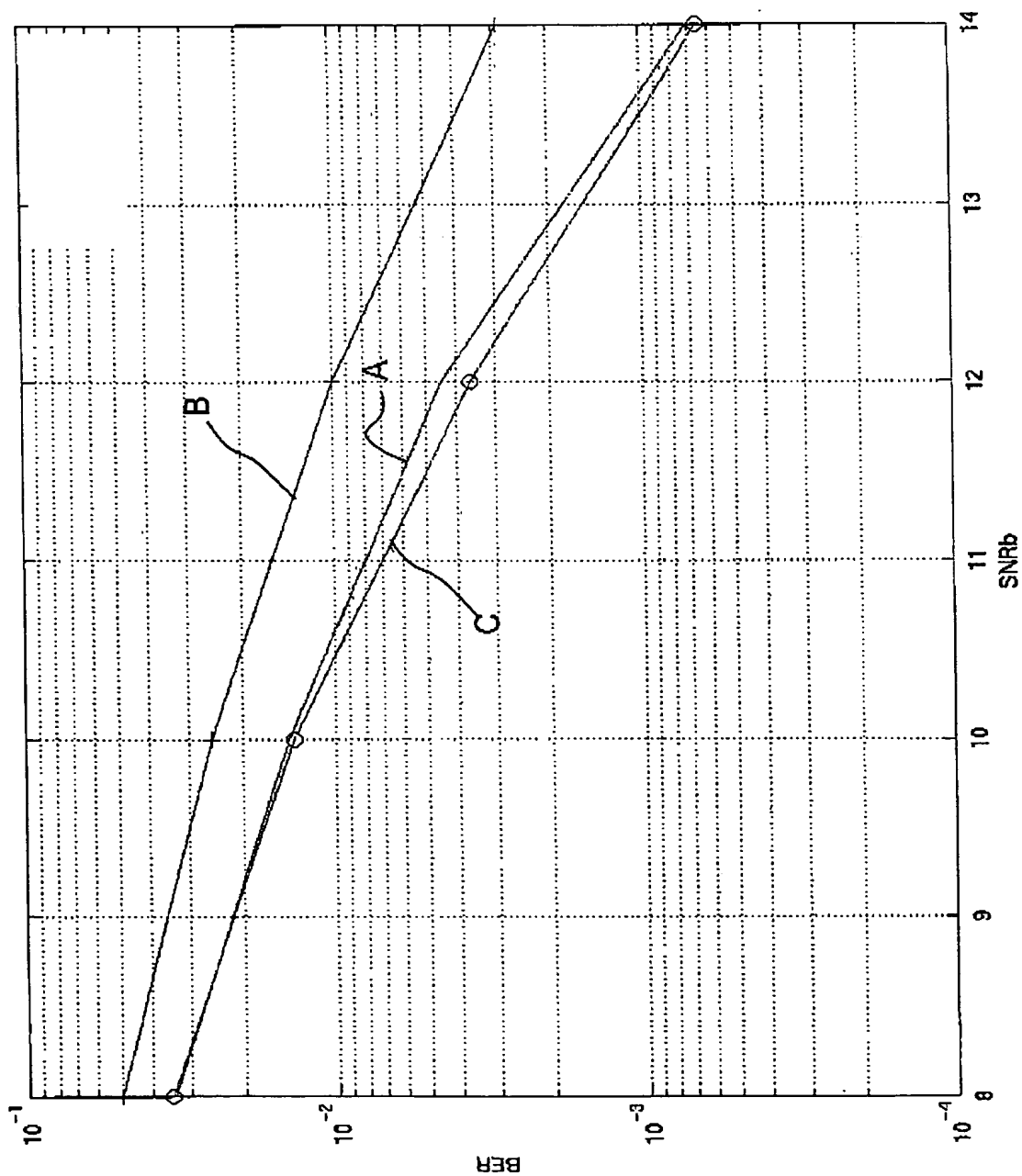


Fig. 3

CERTIFICATE

I, Tuulikki Tulivirta, hereby certify that, to the best of my knowledge and belief, the following is a true translation, for which I accept responsibility, of Finnish Patent Application 20002819 filed on 21 December 2000.

Tampere, 27 November 2001



Tuulikki Tulivirta

Tuulikki Tulivirta
Certified Translator (Act 1148/88)

Tampereen Patenttitoimisto Oy
Hermiankatu 6
FIN-33720 TAMPERE
Finland

A method for channel equalization, a receiver, a channel equalizer, and a wireless communication device

5 The present invention relates to a method for channel equalization as presented in the preamble of the appended claim 1. The invention also relates to a receiver as set forth in the preamble of the appended claim 5. The invention further relates to a channel equalizer as set forth in the preamble of the appended claim 13. The invention yet relates to a wireless communication device as set forth in the preamble of the
10 appended claim 14.

In radio communication, information to be transmitted is converted in a modulator to a high-frequency radio signal which is transmitted via a communication channel, *i.e.* a radio channel, to a receiver. In the
15 receiver, the received radio-frequency signal is demodulated, wherein the aim is to use the received high-frequency signals to form the information which substantially corresponds to the original information. However, this communication based on radio signals is susceptible to noise which can be due to *e.g.* high-frequency signals caused by other
20 electric devices, changes in the conditions of the communication channel, bars affecting the propagation of radio signals, such as buildings, trees, topography, *etc.* Methods have been developed to reduce the effect of such noise. In systems, in which the modulation method used is based on phase shift (M-ary Phase Shift Keying, MPSK),
25 receivers commonly apply a channel estimator and a channel equalizer to compensate for changes caused by the communication channel in the signal. The aim of a channel estimator is to determine the transfer function of the communication channel effective on the propagation of the radio signal, wherein it is possible in the channel equalizer to make
30 a correction in the received signal on the basis of this determined transfer function. As the channel equalizer, *e.g.* the maximum likelihood sequence equalizer (MLSE) and the Viterbi algorithm can be used. With such an arrangement, the effects of the communication channel can be compensated for, to at least some extent. However,
35 such an arrangement involves *e.g.* the problem that the complexity of the system increases exponentially the higher, the more channel taps are determined from the transfer function in the channel estimator. On

the other hand, the more channel taps can be estimated, the better it is possible to compensate for distortions in the signal which are due to e.g. multipath propagation. In a formula, the complexity of the system can be depicted by M^H , in which H is the number of estimated channel taps and M is the number of different phase-shift alternatives to be used in the modulation.

As the radio signal is reflected from obstacles, such as buildings, vegetation, topography, etc., it causes so-called multipath propagation, wherein the same signal comes to the receiver along several different paths. Since these different signal paths can have different lengths and they are longer than the distance travelled by the signal directly from the transmitter to the receiver, the signals propagating along different paths are received by the receiver at different times. Furthermore, such a multipath-propagated signal can be stronger than the directly propagated signal, wherein signals which have come to the receiver along different paths cannot be differentiated from each other solely on the basis of the signal strength. Particularly in said phase modulation, multipath propagation has a significant effect on the performance of the receiver. In principle, for example four-tap estimation can be used to compensate for four multipath-propagated signals which come to the receiver at different times. However, receivers of prior art are thus very complex compared to a situation in which for example one-tap estimation is used.

The following is a brief discussion of the transmission of binary information by using phase shift keying. Let us fix the time index t to $t = \tau + t\Delta\tau$ in which $\Delta\tau$ is the symbol transmission interval. The symbol $S(B_i)$ corresponds to three bits $B_i = [b_{i,1}, b_{i,2}, b_{i,3}]$ at time t ($b_{i,k} \in \{0,1\}$), when 8PSK modulation is applied. Thus, the symbol generator can be presented by the formula

$$\begin{aligned}
 S(B) = & a^2(1-b_1)b_2b_3 + a^4(1-b_1)b_2(1-b_3) \\
 & + a^6(1-b_1)(1-b_2)(1-b_3) + a^8(1-b_1)(1-b_2)b_3 \\
 & + a^{10}b_1(1-b_2)b_3 + a^{12}b_1(1-b_2)(1-b_3) \\
 & + a^{14}b_1b_2(1-b_3) + a^{16}b_1b_2b_3
 \end{aligned} \tag{1}$$

where $a = e^{i2\pi/16}$.

5 The symbols are transmitted to the communication channel. In the receiver, the signal to be received at time t is

$$r_t = \sum_{s=0}^{H-1} \tilde{h}_s S(B_{t-s}) + n_t \quad (2)$$

10 in which \tilde{h}_s indicates H channel taps and n_t indicates channel noise which is assumed to be Gaussian noise.

15 An optimal channel equalizer would be one that maximizes the likelihood function. If it is assumed that the noise mixed with the signal is Gaussian noise and the probability of all the symbols S is equal, then the maximization of the likelihood functions corresponds to the minimization of the function

$$f(B) = \sum_{t=0}^T \left\| r_t - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{t-s}) \right\|^2 \quad (3)$$

20 in which $S(B)$ is the symbol corresponding to bits B , h_s are the estimated channel coefficients, and r is the received signal. Consequently, the problem is to find the bits B after receiving r and estimating h . In the above formula, $T+1$ is the number of transmitted symbols, H indicates the number of channel taps, and s is the tap index. To
 25 simplify the notations, time index t indicates the value $u+t\Delta u$ in which u is time and Δu is the sampling interval. The function f can be minimized by using the Viterbi algorithm. However, the problem is that the complexity of the Viterbi algorithm increases exponentially as the function of the number of channel taps H , as already mentioned above.
 30 Another method is to first use a prefilter to reduce the number of channel taps to for example two and, after this, to apply the Viterbi algorithm to maximize the likelihood function. However, this method has the drawback that the result depends *e.g.* on the quality of the prefilter and the type of the channel. One method applying the Viterbi
 35 algorithm is based on the use of a delayed decision-feedback

sequence estimator (DDFSE). In this method, the Viterbi algorithm is applied in the feedback filter. The performance of such a sequence estimator is affected by *e.g.* the number of states used in Trellis coding. If the number of states is sufficiently large, the performance is close to the optimum, but the estimator is thus very complex. Such an estimator operates the better, the smaller the phase shift in the channel, wherein the estimator requires a filter whereby this phase shift can be reduced.

It is an aim of the present invention to provide an improved method for channel equalization, as well as a channel equalizer. To apply the method of the invention, an iterative algorithm has been developed to minimize the function f . More precisely, the method according to the present invention is primarily characterized in what will be presented in the characterizing part of the appended claim 1. The receiver according to the present invention is primarily characterized in what will be presented in the characterizing part of the appended claim 5. The channel equalizer according to the present invention is primarily characterized in what will be presented in the characterizing part of the appended claim 13. Further, the wireless communication device according to the present invention is primarily characterized in what will be presented in the characterizing part of the appended claim 14.

The present invention shows remarkable advantages when compared to solutions of prior art. Applying the method of the invention, the structure of the channel equalizer is simpler than with prior art solutions, as the number of channel taps is increased. The channel equalizer according to the invention can also be implemented as an integrated circuit, wherein the size of the device applying the channel equalizer can be reduced and its manufacture is less expensive than the manufacture of electronic devices applying channel equalizers of prior art. The simpler implementation also provides that the power consumption can be reduced, which is particularly advantageous in portable electronic devices.

In the following, the invention will be described in more detail with reference to the appended drawings, in which

- Fig. 1 shows an electronic device, in connection with which the channel equalizer according to the invention can be applied,
- 5 Fig. 2a shows a channel equalizer according to a preferred embodiment of the invention in a reduced block chart,
- Fig. 2b shows a computing block for use in the channel equalizer of Fig. 2a, in a reduced block chart, and
- 10 Fig. 3 illustrates comparison of simulation results obtained with different types of channel equalizers.

In the following description of the method according to an advantageous embodiment of the invention, a wireless communication device
15 with a receiver 2 and a transmitter 3 for radio-frequency communication will be used as an example of an electronic device 1. As the modulation method, M-ary phase shift keying M PSK will be used, such as 8 PSK ($M = 8$). In such phase shift keying, eight different phase shift values are available for symbol formation, wherein one symbol can be
20 used to transmit the information of three bits (2^3). Generally in phase shift keying, the letter M indicates the involution of two 2^N , in which N is greater than 0. Such an 8 PSK modulated signal has been proposed for example for the GSM-EDGE system, but it is obvious that the invention can also be applied in connection with other phase shift
25 modulation methods and other communication systems applying phase shift modulation.

The receiver 2 comprises a high-frequency part 4, in which the received high-frequency signal is converted either to an intermediate-
30 frequency signal or directly to the baseband. The signal formed in the high-frequency part 4 is converted to digital format by sampling in an analog-to-digital converter 5. These samples are stored in a memory 10 for further processing steps. On the basis of these samples, the receiver 2 is synchronized with the received signal in a synchronization
35 block 6. Here, so-called training sequences can be utilized, which are transmitted with payload information to the receiver 2. Such a training sequence and its location in relation to the payload information is also

known in the receiver 2, wherein the receiver can search for these training sequences in the received signal e.g. by a correlation method. The synchronization block 6 can also be used to control the timing of the analog-to-digital converter 5. An automatic amplification control block 8 can be used to control the amplification of the high-frequency part 4, if necessary, wherein variations in signal strength can be compensated for, to at least some extent. The received, digitized signal is transmitted to a channel equalizer 7 in which the received signal is subjected to equalizing operations to compensate, as well as possible, for changes in signal propagation due to the radio channel. The channel equalizer 7 also comprises a channel estimator 17 (Fig. 2a) for estimating the properties of the communication channel, *i.e.* for finding out the transfer function of the communication channel. Subsequently, the channel-coded signal is directed to a decoder 9 for decoding. The function of the decoder 9 is to find out from the received signal the original information transmitted in the signal, after which the received information is led to further processing steps in a way known as such.

The following is a mathematical description of the computing algorithm to be used in the method according to the invention. For clarity, it is assumed in the description that 8 PSK modulation ($M = 3$) is involved, wherein the symbol value is determined by three bits, but the principles to be presented below can also be applied in other M PSK encodings. The purpose of the computing algorithm is to minimize the function $f(B)$ presented in formula (3) in an iterative manner. To facilitate the description, two terms are added in the cost function (3), resulting in the cost function

$$f(B) = \frac{1}{2} \sum_{t=0}^T \left(\left\| r_t - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{t-s}) \right\|^2 - \sum_{s=0}^{H-1} \bar{h}_s h_s \bar{S}(B_{t-s}) S(B_{t-s}) + \sum_{k=1}^M \left(b_{t,k} - \frac{1}{2} \right)^2 \right) \quad (4)$$

30

in which the reference \bar{x} indicates the complex conjugate of x . Since the terms b are binary, they have a constant value. Thus, the minimum of the function (4) corresponds to the minimum of the function (3). Taking the derivative of $f(B)$ according to formula (4) with respect to $b_{l,k}$ ($l = t - s$), we get that

35

$$\frac{\Delta f(B)}{\Delta b_{l,k}} = b_{l,k} - \frac{1}{2} + \sum_{i=l}^{l+H-1} \left(-re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \right\} + re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, l-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{l-q}) \right\} \right) \quad (5)$$

in which the reference $re\{x\}$ indicates the real part of x .

5

Now, using the gradient descent and requiring that b is either 0 or 1, we get that

$$b_{l,k}(j+1) = g_h \left(b_{l,k}(j) - \alpha \frac{\Delta f(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \right) \quad (6)$$

10

where j refers to iteration number and $g_h(x) = 1$, if $x > 0.5$, else 0.

Setting $\alpha = 1$, we get the update rule for the bit $b_{l,k}$, ($k = 1, 2, 3$; l is an index):

15

$$b_{l,k}(j+1) = f_h \left(\sum_{i=l}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_i)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, l-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{l-q}) \right\} \right) \quad (7)$$

where $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, b_{l,3}]$ are three bits at time $l = u + l\Delta u$, $S(B_l)$ is the corresponding symbol, $S(B_l)$ is the derivative with respect to k bits, h indicates the communication channel, of which H channel taps are estimated (H-path channel), and $f_h(x)$ is a hard limit function which receives the value 1, if $x > 0$, else 0. In the general case, $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, \dots, b_{l,M}]$. The symbols S are complex numbers, and $re\{\}$ indicates taking the real part. To compute the iteration step to be taken by the update rule according to this function, it is possible to select how long a signal is to be examined. For example, a period of $5H$ can be examined, i.e. $l = 0, \dots, 5H-1$.

25

30

The description S is defined, as presented in formula (1), in such a way that

$$\begin{aligned}
S(B_l) = & a^2(1-b_{l,1})b_{l,2}b_{l,3} + a^4(1-b_{l,1})b_{l,2}(1-b_{l,3}) \\
& + a^6(1-b_{l,1})(1-b_{l,2})(1-b_{l,3}) + a^8(1-b_{l,1})(1-b_{l,2})b_{l,3} \\
& + a^{10}b_{l,1}(1-b_{l,2})b_{l,3} + a^{12}b_{l,1}(1-b_{l,2})(1-b_{l,3}) \\
& + a^{14}b_{l,1}b_{l,2}(1-b_{l,3}) + a^{16}b_{l,1}b_{l,2}b_{l,3}
\end{aligned} \tag{8}$$

where $a = \exp(i2\pi/16)$. The bit values are initialized for example randomly. Because binary optimization is involved, the method may be stuck in a local minimum. However, this can be prevented by adding noise whose variance is reduced during convergence, to the iteration. Furthermore, several initializations can be used.

The structure of a channel equalizer 7 complying with a preferred embodiment of the invention is shown in the appended Fig. 2a. To start the operation, the states $b_{l,k}$ are set for example randomly. The sampled signal r which is delayed in delay blocks 15a–15d of a delay line, is led to the channel equalizer 7. Furthermore, channel coefficients are estimated from the signal in the channel estimator 17 which forms a vector h . After the required number (in this example $5H$) of samples has been led to the channel equalizer 7, the iteration step is started. Thus, the values of the vector h as well as the sample values of the sampled signal r , delayed in the delay blocks 15a–15d, are input in computing units 16a–16e, one of which is shown in more detail in Fig. 2b. Further, the bit decisions B of the neighbouring computing units, whose values at the first iteration time are the values determined at the initialization stage, are input in the computing unit.

The computing units 16a–16e contain a number corresponding to the term M of iteration blocks, in this example three iteration blocks 18a, 18b, 18c, each of which implements the iteration step according to the above formula (7), except for the hard limit function f_h , that is

$$\tilde{b}_{l,k}(j+1) = \sum_{i=l}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, l-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{l-q}) \right\} + AWGN \tag{9}$$

where $k = 1, 2, 3$ and $AWGN$ refers to Gaussian noise. The hard limit function is implemented by means of hard limit blocks 19a, 19b, 19c. In the references of Fig. 2b, the character \sim on top of a symbol indicates

the decision value before performing the hard limit function. The iteration blocks 18a, 18b, 18c are coupled to each other in such a way that their output is led to the other iteration blocks 18a, 18b, 18c in the same computing unit 16a–16e preferably through the hard limit blocks 19a, 19b, 19c, but not to the input of the same iteration block; that is, there is no feedback in the iteration blocks 18a–18c. The block n forms random noise which is input in the iteration blocks 18a, 18b, 18c of the computing unit, if necessary. Preferably, the variance of the added noise should reduce during the step of stabilization. Furthermore, the output of all the three limiting blocks 19a, 19b, 19c in the computing block is preferably input in at least one, preferably neighbouring computing unit 16a–16e. The number of computing units 16a–16e in which the output is input, depends on the number of channel taps. After the computing blocks 16a–16e have computed the bit value of one iteration step, the hard limit function f_h is computed in the hard limit block 19a, 19b, 19c which makes the bit decisions B of the computing blocks at the respective iteration round. After this, it is examined, for example in the control block 11, whether the state of the channel equalizer 7 is stabilized, or if there is still a need to iterate the computation of the bit decisions. If it is noticed that the state is not yet sufficiently stable, a new round of iteration computing is performed, in which the bit decisions formed in the previous iteration round are now used as the bit decisions B . Stabilization can be examined for example by comparing the bit decisions of the previous iteration round to the bit decisions of the latest iteration round, wherein if the bit decisions have remained the same, it can be assumed that the channel equalizer 7 is stabilized.

After the channel equalizer has been stabilized, a channel-equalized binary signal can be obtained from the hard limit blocks of the channel equalizer, for further processing. Thus, the output of each hard limit block contains the bit decision B_i which is a vector containing the channel-equalized binary values corresponding to the symbol r_i .

From the computing units 16a–16e it is also possible to take so-called soft decisions B_0 by using an activation function f_a which can be for

example a sigmoid function. Soft decisions are advantageous in decoding of bits.

5 The channel equalizer 7 shown in Figs. 2a and 2b can be primarily implemented by programming *e.g.* in a digital signal processor (DSP) which can be *e.g.* a part of the control block 11. Furthermore, a memory is needed in the operation of the channel equalizer 7, for storing the bit decisions made at the iteration rounds. The channel equalizer 7 can also be implemented as an integrated circuit.

10 Further, Fig. 3 shows simulation results comparing the method according to an advantageous embodiment of the invention with methods of prior art. The method according to an advantageous embodiment of the invention has been tested with a complex 4-path
15 channel. The channel coefficient h is estimated from a training sequence of 100 bits. Also, parameters of a delayed decision-feedback sequence estimator (DDFSE) according to prior art are estimated from the corresponding sequence. Noise has been added during the iteration. The result shows that in this test, the new method (curve A) is
20 clearly better than the reference method (curve B). The number of iterations was 50. The dotted line (curve C) shows the result obtained with the method according to the invention by initializing the bit values b with the real values, by eliminating the added noise and letting the equalizer stabilize. This is very close to the performance of the
25 Viterbi algorithm.

It is obvious that the present invention is not limited solely to the above-presented embodiments, but it can be modified within the scope of the
30 appended claims.

Claims:

1. A method for performing channel equalization in a receiver (2), in which a signal is received from a communication channel, the signal containing symbols ($S(B_l)$) formed of binary information by phase shift keying, channel estimation is performed to estimate the properties of the communication channel, and samples are taken of the received signal at intervals, **characterized** in that in the method, a determined number of samples are examined, a decision step is taken, in which, to find out the transmitted symbols ($S(B_l)$), the bit decisions (B) are computed on the basis of said defined quantity of samples, and after each decision step it is examined whether said decision step is to be iterated, wherein upon iteration of said decision step, at least some of the bit decisions of the previous decision step are used in addition to the samples under examination, in the computation of the bit decision.

2. The method according to claim 1, **characterized** in that for performing said decision step, a cost function is defined

$$f(B) = \frac{1}{2} \sum_{t=0}^T \left(\left\| r_t - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{t-s}) \right\|^2 - \sum_{s=0}^{H-1} \bar{h}_s h_s \bar{S}(B_{t-s}) S(B_{t-s}) + \sum_{k=1}^M \left(b_{t,k} - \frac{1}{2} \right)^2 \right),$$

in which $S(B)$ is the symbol corresponding to bits B , h_s are the estimated channel coefficients, and r is the received signal which is sampled, and that said cost function ($f(B)$) is subjected to minimization.

3. The method according to claim 2, **characterized** in that in the method, to minimize said cost function, said decision step is iterated, and in which the update rule

$$b_{l,k}(j+1) = f_h \left(\sum_{i=l}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, l-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{l-q}) \right\} \right),$$

is used, where $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, \dots, b_{l,M}]$ is M bits at the moment $l = u + l\Delta u$, $S(B_l)$ is the corresponding symbol, $\frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}}$ is a derivative with respect to k bits, h indicates the communication channel, of which H channel

taps are estimated, and $f_h(x)$ is a hard limit function which receives the value 1, if $x > 0$, else 0.

4. The method according to claim 1, 2 or 3, **characterized** in that in the update rule, noise is added before taking said decision step.

5. A receiver comprising

- means (4) for receiving a signal from a communication channel, the signal containing symbols ($S(B_i)$) formed of binary information by phase shift keying,
 - a channel estimator (17) for estimating the properties of the communication channel,
 - a channel equalizer (7), and
 - means (5, 15a–15d) for sampling the received signal at intervals,
- characterized** in that the channel equalizer (7) comprises means (16a–16e) for examining a number of samples defined at the time, decision means (18a–18c) for computing bit decisions (B) on the basis of said defined number of samples to find out the transmitted symbols ($S(B_i)$), and examining means (11) for estimating the need for iterating the computation of the bit decisions (B), wherein upon iterating said computation of bit decisions (B), at least some of the bit decisions of the previous decision step are arranged to be used in addition to the samples under examination at the time.

6. The receiver according to claim 5, **characterized** in that for computing said bit decisions (B), the receiver comprises means (16a–16e) for minimizing the cost function

$$f(B) = \frac{1}{2} \sum_{t=0}^T \left(\left\| r_t - \sum_{s=0}^{H-1} h_s S(B_{t-s}) \right\|^2 - \sum_{s=0}^{H-1} \bar{h}_s h_s \bar{S}(B_{t-s}) S(B_{t-s}) + \sum_{k=1}^M \left(b_{t,k} - \frac{1}{2} \right)^2 \right),$$

in which $S(B)$ is the symbol corresponding to bits B , h_s are the estimated channel coefficients, and r is the received signal which is sampled.

7. The receiver according to claim 6, **characterized** in that the decision means comprise means (18a–18c) for computing the update rule

$$b_{l,k}(j+1) = f_h \left(\sum_{i=1}^{l+H-1} re \left\{ \bar{r}_i h_{i-l} \frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \right\} - re \left\{ \bar{h}_{i-l} \frac{\Delta \bar{S}(B_l)}{\Delta b_{l,k}} \sum_{q=0, l-q \neq l}^{H-1} h_q S(B_{l-q}) \right\} \right)$$

5

where $B_l = [b_{l,1}, b_{l,2}, \dots, b_{l,M}]$ is M bits at the moment $l = u + l\Delta u$, $S(B_l)$ is the corresponding symbol, $\frac{\Delta S(B_l)}{\Delta b_{l,k}}$ is a derivative with respect to k bits, h

indicates the communication channel, of which H channel taps are estimated, and $f_h(x)$ is a hard limit function which receives the value 1, if $x > 0$, else 0.

10

8. The receiver according to claim 7, **characterized** in that it comprises computing units (16a–16e), each of which are arranged to determine one symbol value on the basis of said defined number of samples, that the output of each computing unit (16a–16e) is coupled to the input of at least one other computing unit (16a–16e), for using the symbol values defined by the computing units (16a–16e) in the next computation of the bit decision.

15

20

9. The receiver according to claim 8, **characterized** in that each computing unit (16a–16e) contains as many iteration blocks (18a, 18b, 18c) as the bit number of symbols formed in the modulation.

25

10. The receiver according to any of the claims 5 to 8, **characterized** in that the means for examining the number of samples determined each time comprise a delay line (15a–15d) in which the number of delays is one less than the number of symbols ($S(B_l)$) to be determined from said defined number of samples.

30

11. The receiver according to any of the claims 5 to 10, **characterized** in that it comprises means (n) for adding noise in the update rule before computing said bit decisions.

12. The receiver according to any of the claims 5 to 11, **characterized** in that it comprises means (11) for setting an initial value for the bits before computing said bit decisions.

5 13. A channel equalizer (7) comprising means (5, 15a–15d) for sampling a signal received from a communication channel at intervals, which received signal contains symbols ($S(B_i)$) formed of binary information by phase shift keying, and which received signal has been subjected to channel estimation for estimating the properties of the
10 communication channel, **characterized** in that the channel equalizer comprises means (16a–16e) for examining a number of samples defined at a time, decision means (18a–18c) for computing bit decisions (B) on the basis of said defined number of samples to find out the transmitted symbols ($S(B_i)$), and examining means (11) for
15 estimating the need for iterating the computation of the bit decisions (B), wherein upon iterating said computation of bit decisions (B), at least some of the bit decisions of the previous decision step are arranged to be used in addition to the samples under examination at the time.

20

14. A wireless communication device comprising
- means (4) for receiving a signal from a communication channel, the signal containing symbols ($S(B_i)$) formed of binary information by phase shift keying,
25 - a channel estimator (17) for estimating the properties of the communication channel,
- a channel equalizer (7), and
- means (5, 15a–15d) for sampling the received signal at intervals, **characterized** in that the channel equalizer (7) comprises means
30 (16a–16e) for examining a number of samples defined at the time, decision means (18a–18c) for computing bit decisions (B) on the basis of said defined number of samples to find out the transmitted symbols ($S(B_i)$), and examining means (11) for estimating the need for iterating the computation of the bit decisions (B), wherein upon iterating said
35 computation of bit decisions (B), at least some of the bit decisions of the previous decision step are arranged to be used in addition to the samples under examination at the time.

Abstract:

The invention relates to a method for channel equalization in a receiver (2), in which a signal is received from a communication channel, the signal containing symbols ($S(B_i)$) formed of binary information by phase shift keying. In the receiver, channel estimation is performed to estimate the properties of the communication channel, and samples are taken of the received signal at intervals. In the method, a determined number of samples is examined at the time, and a decision step is taken, in which, to find out the transmitted symbols ($S(B_i)$), bit decisions (B) are computed on the basis of said determined number of samples. After each decision step, it is examined, whether said decision step is to be iterated. Upon iteration of said decision step, at least some of the bit decisions of the preceding decision step are used in addition to the samples under examination at the time, for computing the bit decisions.

Fig. 2a

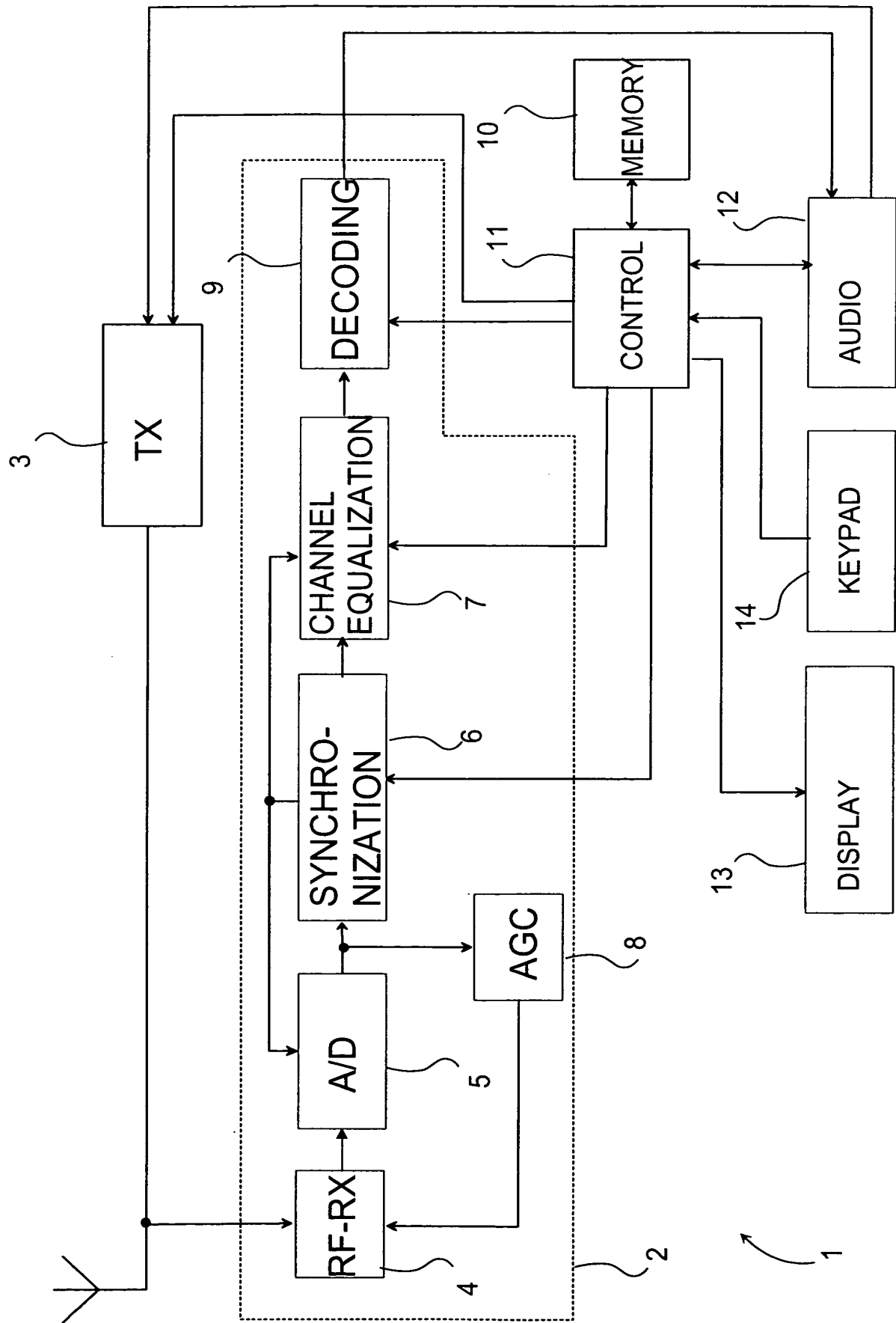
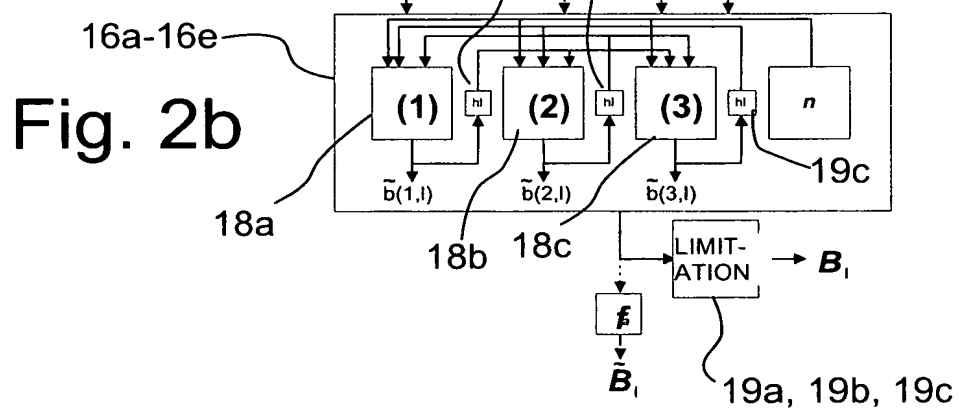
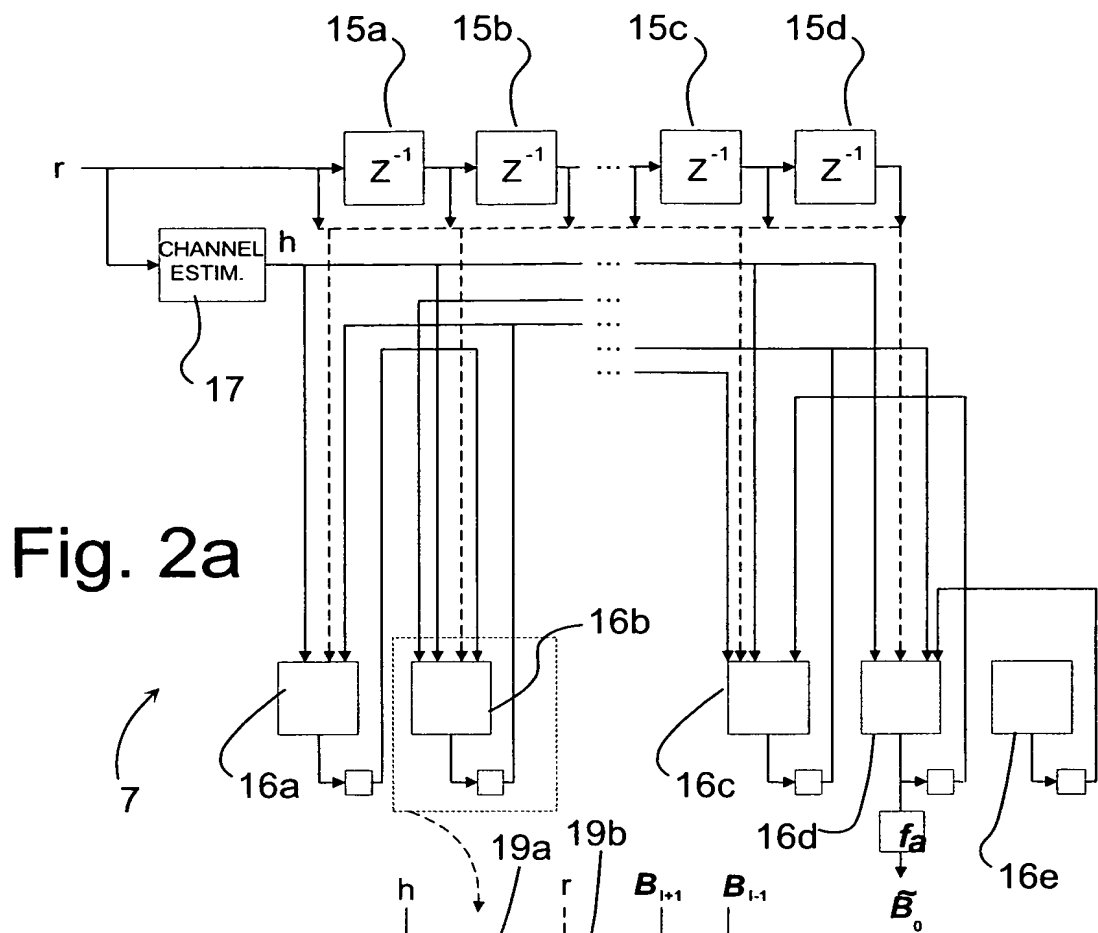


Fig. 1



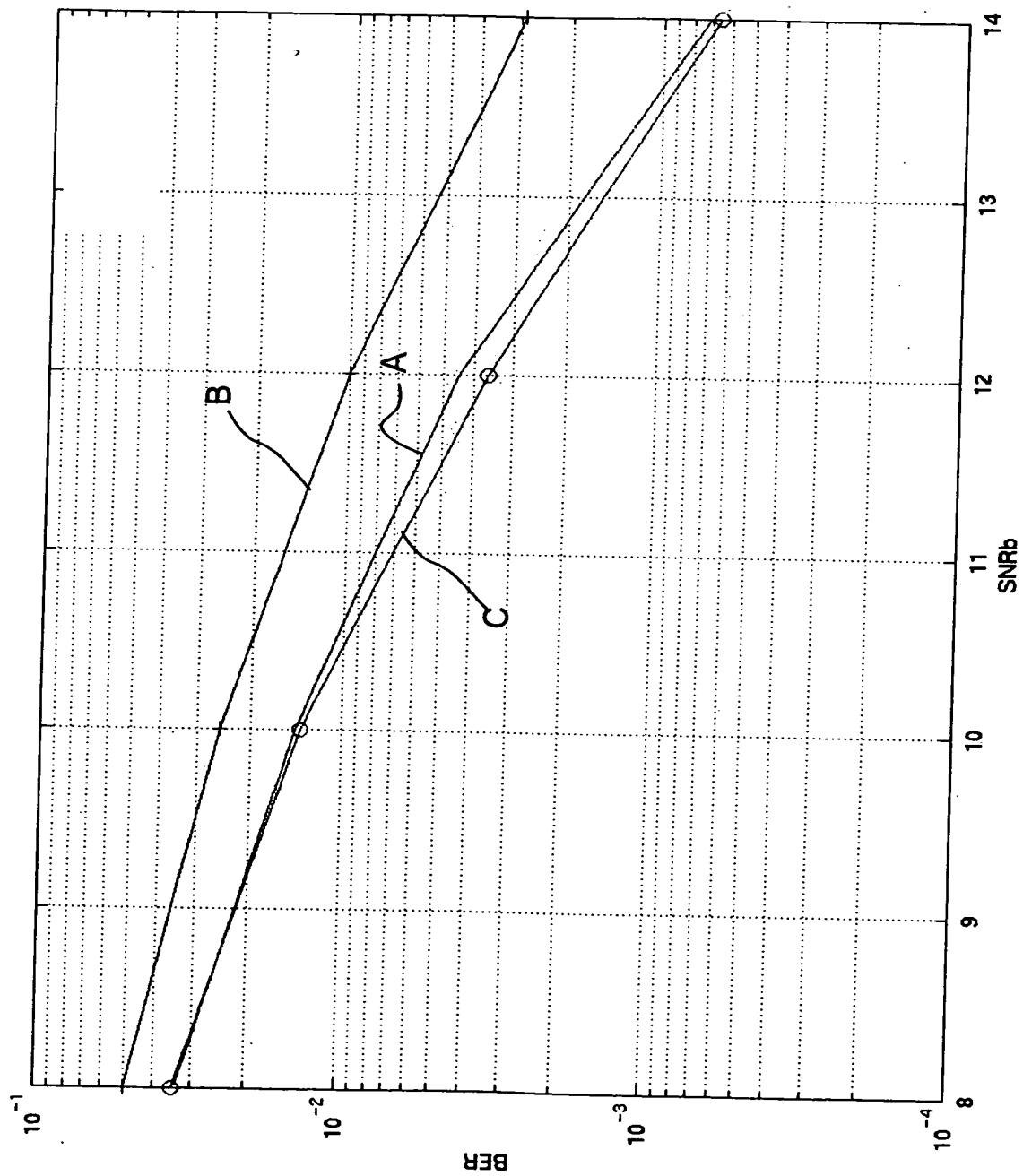


Fig. 3